



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113518052 B

(45) 授权公告日 2021.11.26

(21) 申请号 202111072870.6

(22) 申请日 2021.09.14

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 113518052 A

(43) 申请公布日 2021.10.19

(73) 专利权人 杭州万高科技股份有限公司
地址 310053 浙江省杭州市滨江区六和路
368号一幢(北)四楼B4004室

(72) 发明人 邹庆锴

(74) 专利代理机构 江苏圣典律师事务所 32237
代理人 胡建华

(51) Int. Cl.
H04L 27/26 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 101588338 A, 2009.11.25

CN 101431498 A, 2009.05.13

CN 102065048 A, 2011.05.18

CN 104202287 A, 2014.12.10

CN 101714965 A, 2010.05.26

US 2016119933 A1, 2016.04.28

薛伟等. 一种新的LTE系统频偏估计算法.
《测控技术》. 2015,

Qi Cheng. Exploitation of known short
and long symbols for carrier frequency
offset estimation in OFDM wireless LAN
systems. 《IEEE》. 2010,

审查员 裴广坤

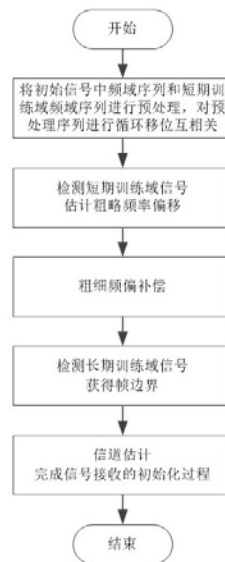
权利要求书4页 说明书16页 附图3页

(54) 发明名称

一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法及装置

(57) 摘要

本发明公开了一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法及装置,属于无线通信技术领域,所述方法包括:对初始信号中多个符号周期的频域序列和短期训练域频域序列分别预处理后的序列进行循环移位互相关,获得互相关结果集合;据所述互相关结果集合,检测短期训练域信号;当检测到短期训练域信号时,进行粗略频率偏移估计,获得粗略频率偏移估计值;根据所述粗略频率偏移估计值进行粗略频偏补偿;固定粗略频率偏移估计值,进行细频率偏移估计,补偿残余频率偏移;检测长期训练域信号,获得帧边界;信道估计,获得最终信号。该方法可以应用于符合智能计量公用事业网络正交频分复用或类似的无线通信系统中,从极低电平到高电平信噪比环境都表现良好。



1. 一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,其特征在于,包括如下步骤:

步骤1,在正交频分复用信号的初始接收阶段,将初始信号中 N_S 个符号周期的频域序列和短期训练域频域序列分别进行预处理,获得 N_S 个符号周期的频域预处理序列和短期训练域频域预处理序列;将 N_S 个符号周期的频域预处理序列分别和短期训练域频域预处理序列进行循环移位互相关,获得互相关结果集合:

$$\{\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}, \dots, \{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}, \dots, \{R_{m+N_S-1}(i)\}_{i \in N_{AR}}\}$$

其中, l 表示初始信号的第 l 个符号周期, $m \leq l \leq m + N_S - 1$, m 表示从初始信号的第 m 个符号周期开始与短期训练域频域预处理序列进行循环移位互相关, m 不超过初始信号中符号总数, N_S 不超过初始信号中符号总数; $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 表示第 l 个符号周期的互相关结果序列, i 表示循环移位的位数; N_{AR} 表示循环移位的位数范围,根据预定的频偏采集范围 F_{AR} 设置; l 不超过初始信号中符号总数;

步骤2,根据所述互相关结果集合,检测短期训练域信号;当检测到短期训练域信号时,进行粗略频率偏移估计,获得粗略频率偏移估计值;根据所述粗略频率偏移估计值进行频偏补偿;当未检测到短期训练域信号时,则使 m 的取值加1,重复执行步骤1;

步骤3,固定粗略频率偏移估计值,进行细频率偏移估计,获得细频率偏移估计值,将固定的粗略频率偏移估计值和细频率偏移估计值合并,获得合并频率偏移估计值,根据所述合并频率偏移估计值进行频偏补偿;

步骤4,检测长期训练域信号,获得帧边界;

步骤5,信道估计,完成正交频分复用信号接收的初始化过程;

记第 l 个符号周期的时域序列为 $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$,通过离散傅立叶变换转换成对应频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$, N 表示第 l 个符号周期的时域序列的样本个数;所述步骤4包括:

将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列与长期训练域频域序列的复共轭相乘:

$$R_{Y_l, S_{LTF}}(k) = Y_l(k) S_{LTF}^*(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

其中, $\{S_{LTF}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 为长期训练域频域序列, S_{LTF}^* 是 S_{LTF} 的复共轭;

对上述乘法运算结果 $\{R_{Y_l, S_{LTF}}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行逆离散傅立叶逆变换运算,得到其对应的时域序列:

$$\hat{r}_l(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} R_{Y_l, S_{LTF}}(k) e^{\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

若序列 $\{|\hat{r}_l(n)|\}_{n=0}^{N-1}$ 的峰值大于第二阈值 T_{LTF} ,则长期训练域信号检测结果指示为1,判定检测到预期的长期训练域信号,即:

$$\text{长期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{n \in \{0, 1, \dots, N-1\}} |\hat{r}_l(n)| > T_{LTF} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

所述第二阈值 T_{LTF} 根据第 l 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整;

序列 $\{|\hat{r}_l(n)|\}_{n=0}^{N-1}$ 的峰值所在的位置为长期训练域符号边界,表示为:

$$\text{长期训练域符号边界} = \arg \max_{n \in \{0, 1, \dots, N-1\}} |\hat{r}_1(n)|.$$

2. 根据权利要求1所述的一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,其特征在于,所述步骤1包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的绝对值和短期训练域频域序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果:

$$R_l(i) = R_{Y_l, S_{STF}}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| |S_{STF}^*((k-i)\%N)|$$

其中, $\{S_{STF}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列; S_{STF}^* 是 S_{STF} 的复共轭;%表示模运算。

3. 根据权利要求1所述的一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,其特征在于,所述步骤1包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的绝对值和短期训练域频域序列对应的低复杂度序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果:

$$R_l(i) = R_{Y_l, I}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| \cdot |I^*((k-i)\%N)|$$

其中, $\{I(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列对应的低复杂度序列, I^* 是 I 的复共轭,%表示模运算;在短期训练域频域序列的具有非零值的第 j 个子载波索引处,定义为 $I(j) = 1$,否则定义为 $I(j) = 0$,即

$$I(j) = \begin{cases} 1, & \text{如果 } j = D \cdot i, \text{ 而且 } i = 1, \dots, (N/D - 1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

N 表示子载波的数量,与第 l 个符号周期的时域序列的样本个数一致; D 表示短期训练域频域序列所在子载波的间隔。

4. 根据权利要求1所述的一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,其特征在于,所述步骤1包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的平方绝对值和短期训练域频域序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果:

$$R_l(i) = R_{Y_l^2, S_{STF}}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 |S_{STF}^*((k-i)\%N)|$$

其中, $\{S_{STF}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列; S_{STF}^* 是 S_{STF} 的复共轭;%表示模运算。

5. 根据权利要求1所述的一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,其特征在于,所述步骤1包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的平方绝对值和短期训练域频域序列对应的低复杂度序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果:

$$R_l(i) = R_{Y_l^2, I}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 |I^*((k-i)\%N)|$$

其中, $\{I(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列对应的低复杂度序列, I^* 是 I 的复共轭,%表示模运算;在短期训练域频域序列的具有非零值的第 j 个子载波索引处,定义为 $I(j) = 1$,

否则定义为 $I(j) = 0$,即

$$I(j) = \begin{cases} 1, & \text{如果 } j = D \cdot i, \text{ 而且 } i = 1, \dots, (N/D - 1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

N 表示子载波的数量,与第 l 个符号周期的时域序列的样本个数一致; D 表示短期训练域频域序列所在子载波的间隔。

6. 根据权利要求2至5任一项所述的一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,其特征在于,所述步骤2中,当 $N_S = 1$ 时,互相关结果集合中存在一个序列 $\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}$,若序列 $\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值大于第一阈值 T_1 ,则短期训练域信号检测结果指示为1,判定检测到预期的短期训练域信号,即:

$$\text{短期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{i \in N_{AR}} R_m(i) \geq T_1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

所述第一阈值 T_1 根据第 m 个符号周期的频域序列 $\{Y_m(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整;

序列 $\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值所在的位置表示为:

$$\hat{f}_{int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_m(i)$$

粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$, Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。

7. 根据权利要求2至5任一项所述的一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,其特征在于,所述步骤2中,当 $N_S > 1$ 时,互相关结果集合中存在 N_S 个序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$,依次将每一个序列的峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 与对应符号周期的第一阈值 $T_{l,1}$ 进行比较,第一次出现峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 大于第一阈值 $T_{l,1}$ 时,则判定检测到预期的短期训练域信号;所述第一阈值 $T_{l,1}$ 根据第 l 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整;

记录每一次出现峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 大于第一阈值 $T_{l,1}$ 时,峰值所在的位置:

$$\hat{f}_{l,int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$$

对所有记录的峰值所在的位置求平均,获得 \hat{f}_{int} ,粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$, Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。

8. 根据权利要求2至5任一项所述的一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,其特征在于,所述步骤2中对互相关结果集合中 N_S 个序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 每个对应的 i 的互相关结果求平均,获得平均互相关结果序列 $\{R_{m,N_S}(i)\}_{i \in N_{AR}}$:

$$R_{m,N_S}(i) = \frac{\sum_{l=m}^{m+N_S-1} R_l(i)}{N_S}$$

若序列 $\{R_{m,N_S}(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值大于第一阈值 T_1 ,则短期训练域信号检测结果指示为

1, 判定检测到预期的短期训练域信号, 即:

$$\text{短期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{i \in N_{AR}} R_{m, N_S}(i) \geq T_1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

所述第一阈值 T_1 根据 N_S 个符号周期的频域序列 $\{Y_i(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整;

序列 $\{R_{m, N_S}(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值所在的位置表示为:

$$\hat{f}_{int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_{m, N_S}(i)$$

粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$, Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。

9. 一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计装置, 应用于权利要求1-5任一项所述的方法, 其特征在于, 包括模数转换器、级联积分梳状滤波器、数字下变频器、抽取滤波器、第一FFT处理模块、SFT检测模块、粗频偏估计模块、细频偏估计模块、LTF检测模块、信道估计模块、去除CP模块、第二FFT处理模块和解调和解码模块,

所述模数转换器, 用于接收OFDM信号, 并转换为数字信号;

所述级联积分梳状滤波器, 用于对所述数字信号执行滤波和抽取, 获得第一抽取信号;

所述数字下变频器, 用于将所述第一抽取信号结合粗频偏估计模块和细频偏估计模块发送的频率偏移估计值, 转换为基带正交频分复用信号;

所述抽取滤波器, 用于对所述基带正交频分复用信号执行滤波和抽取, 获得第二抽取信号;

所述第一FFT处理模块, 用于将第二抽取信号的初始信号转换为频域序列, 对初始信号的频域序列和短期训练域频域序列分别进行预处理, 对预处理序列进行循环移位互相关, 获得互相关结果集合;

所述SFT检测模块, 用于根据互相关结果集合, 检测短期训练域信号;

所述粗频偏估计模块, 用于当检测到短期训练域信号时, 进行粗略频率偏移估计, 获得粗略频率偏移估计值; 将粗略频率偏移估计值发送至数字下变频器进行频偏补偿; 频偏补偿后固定粗略频率偏移估计值;

所述细频偏估计模块, 用于当所述粗略频率偏移估计值进行频偏补偿后, 进行细频率偏移估计, 获得细频率偏移估计值; 将固定的粗略频率偏移估计值和细频率偏移估计值合并, 获得合并频率偏移估计值; 将合并频率偏移估计值发送至数字下变频器进行频偏补偿;

所述LTF检测模块, 用于当检测到短期训练域信号后, 检测长期训练域信号, 获得帧边界;

所述信道估计模块, 用于获得帧边界后, 进行信道估计, 获得信道冲激响应;

所述去除CP模块, 用于根据帧边界对第二抽取信号去除CP, 获得第一处理信号;

所述第二FFT处理模块, 用于对第一处理信号进行FFT变换, 获得第一处理信号的频域信号;

所述解调和解码模块, 用于根据信道冲激响应, 对第一处理信号的频域信号进行解调和解码, 获得最终信号。

一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法及装置

技术领域

[0001] 本发明属于无线通信技术领域,尤其涉及一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法及装置。

背景技术

[0002] 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)调制是一种广泛使用的通信方案。正交频分复用调制的基本思想是将可用信道频带划分为几个窄子频带,并将数据调制到相邻和正交的子载波中,从而提高系统的带宽效率。

[0003] 为了处理无线信道的延迟扩展,通常在符号前附加一个循环前缀(Cyclic Prefix, CP),该循环前缀对应于每个正交频分复用符号最后部分的复制。此外,前导码和导频可以添加到正交频分复符号帧中以帮助接收器中的同步过程。

[0004] 通常,在无线通信系统中,接收器性能会因多种时间和频率损伤而降低,例如晶振不匹配(发射器和接收器的本地晶振之间的不匹配,即晶振频率差异)、发射器和接收器之间的未知传播延迟以及多普勒频移影响。这些损伤导致的后果是接收信号中的同步错误组合,包括载波频率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)和符号定时偏移(Symbol Timing Offset, STO),也称为符号边界错误。由于子载波之间需要正交性,正交频分复用系统比传统的单载波通信系统对这些错误更敏感。为了正确恢复传输的数据,正交频分复用接收器中的同步程序是必不可少的。

[0005] 由于正交频分复用调制是一种广泛使用的通信方案,在文献中公开了许多关于同步的现有技术。然而,从硬件实现或数值运算的角度来看,它们相对复杂。

[0006] 参考文献:参考文献1, 802.15.4-2015 - IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks, IEEE, 2015。

[0007] 参考文献2, IEEE std. 802.15.4g-2012, Amendment 3: Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Data-Rate, Wireless, Smart Metering Utility Networks, Apr. 27, 2012。

[0008] 参考文献3, Tony J. Roupheal, RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radio: A multi-standard multi-mode approach, Elsevier, 2009。

[0009] 参考文献4, Paul H. Moose, A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction, IEEE transactions on communications., 1994, 42(10), pp.2908-2914.。

[0010] 参考文献5, Yahong Zhao, et. al., A Synchronization Algorithm for Burst-Mode MR-OFDM System of 802.15.4g, Journal of Physics: Conference Series, Volume 1325, 2019 International Conference on Artificial Intelligence Technologies and Applications 5-7 July 2019, Qingdao, China。

[0011] 参考文献6, Jorge Luis Gulfo Monsalve, GreenOFDM a new method for OFDM PAPR reduction Application to the Internet of Things energy saving, Ph. D.

thesis, 2016。

[0012] 参考文献7, Denise Costa Alves Tamagno, OFDM Frame and Frequency Synchronization in IEEE 802.15.4g: Algorithms and Hardware Implementation, Master thesis, Electrical and Computer Engineering of the University of Campinas, 2018。

[0013] 参考文献8, Thinh Hung Pham, Suhaib A. Fahmy, and and Ian Vince McLoughlin, Efficient Integer Frequency Offset Estimation Architecture for Enhanced OFDM Synchronization, IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, Vol. 24, Issue: 4, April 2016, pp.1412-1420。

[0014] 参考文献9, Praween Kumar Nishad and P. Singh, Carrier Frequency Offset Estimation in OFDM Systems, Proceedings of 2013 IEEE Conference on Information and Communication Technologies, 2013, pp.885-888。

[0015] 参考文献10, Abdul Gani Abshir, et. al, A Comparative Study of Carrier Frequency Offset (CFO) Estimation Techniques for OFDM Systems, IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), Volume 9, Issue 4, Ver. IV, 2014, pp. 01-06。

发明内容

[0016] 发明目的:本发明所要解决的技术问题是针对现有技术的不足,提供一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法及装置。

[0017] 为了解决上述技术问题,第一方面,公开了一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,包括如下步骤:步骤1,在正交频分复用信号的初始接收阶段,将初始信号中 N_S 个符号周期的频域序列和短期训练域频域序列分别进行预处理,获得 N_S 个符号周期的频域预处理序列和短期训练域频域预处理序列;将 N_S 个符号周期的频域预处理序列分别和短期训练域频域预处理序列进行循环移位互相关,获得互相关结果集合: $\{\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}, \dots, \{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}, \dots, \{R_{m+N_S-1}(i)\}_{i \in N_{AR}}\}$ 。

[0018] 其中, l 表示初始信号的第 l 个符号周期, $m \leq l \leq m + N_S - 1$, m 表示从初始信号的第 m 个符号周期开始与短期训练域频域预处理序列进行循环移位互相关, N_S 不超过初始信号中符号总数; $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 表示第 l 个符号周期的互相关结果序列, i 表示循环移位的位数; N_{AR} 表示循环移位的位数范围,根据预定的频偏采集范围 F_{AR} 设置; l 不超过初始信号中符号总数。

[0019] 步骤2,根据所述互相关结果集合,检测短期训练域信号;当检测到短期训练域信号时,进行粗略频率偏移估计,获得粗略频率偏移估计值;根据所述粗略频率偏移估计值进行频偏补偿;当未检测到短期训练域信号时,则使 m 的取值加1,重复执行步骤1。

[0020] 步骤3,固定粗略频率偏移估计值,进行细频率偏移估计,获得细频率偏移估计值,将固定的粗略频率偏移估计值和细频率偏移估计值合并,获得合并频率偏移估计值,根据所述合并频率偏移估计值进行频偏补偿。

[0021] 步骤4,检测长期训练域信号,获得帧边界。

[0022] 步骤5,信道估计,完成正交频分复用信号接收的初始化过程。

[0023] 结合第一方面,在一种实现方式中,所述步骤1中记第 l 个符号周期的时域序列为 $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$,通过离散傅立叶变换转换成对应频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$, N 表示第 l 个符号周期的时域序列的样本个数;所述步骤1包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的绝对值和短期训练域频域序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果,如下述公式所示。

$$[0024] \quad R_l(i) = R_{Y_l, S_{STF}}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| |S_{STF}^*((k-i)\%N)|。$$

[0025] 其中, $\{S_{STF}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列; S_{STF}^* 是 S_{STF} 的复共轭;%表示模运算。

[0026] 结合第一方面,在一种实现方式中,所述步骤1中记第 l 个符号周期的时域序列为 $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$,通过离散傅立叶变换转换成对应频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$, N 表示第 l 个符号周期的时域序列的样本个数;为降低互相关结果的运算复杂性,所述步骤1包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的绝对值和短期训练域频域序列对应的低复杂度序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果,如下述公式所示。

$$[0027] \quad R_l(i) = R_{Y_l, I}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| \cdot |I^*((k-i)\%N)|。$$

[0028] 其中, $\{I(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列对应的低复杂度序列, I^* 是 I 的复共轭,%表示模运算;在短期训练域频域序列的具有非零值的第 j 个子载波索引处,定义为 $I(j) = 1$,否则定义为 $I(j) = 0$,如下述公式所示。

$$[0029] \quad I(j) = \begin{cases} 1, & \text{如果 } j = D \cdot i, \text{ 而且 } i = 1, \dots, (N/D - 1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases}。$$

[0030] N 表示子载波的数量,与第 l 个符号周期的时域序列的样本个数一致; D 表示短期训练域频域序列所在子载波的间隔。

[0031] 结合第一方面,在一种实现方式中,所述步骤1中记第 l 个符号周期的时域序列为 $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$,通过离散傅立叶变换转换成对应频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$, N 表示第 l 个符号周期的时域序列的样本个数;所述步骤1包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的平方绝对值和短期训练域频域序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果,如下述公式所示。

$$[0032] \quad R_l(i) = R_{Y_l^2, S_{STF}}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 |S_{STF}^*((k-i)\%N)|。$$

[0033] 其中, $\{S_{STF}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列; S_{STF}^* 是 S_{STF} 的复共轭;%表示模运算。

[0034] 结合第一方面,在一种实现方式中,所述步骤1中记第 l 个符号周期的时域序列为 $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$,通过离散傅立叶变换转换成对应频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$, N 表示第 l 个符号周期的时域序列的样本个数;为降低互相关结果的运算复杂性,所述步骤1包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的平方绝对值和短期训练域频域序列对应的低复杂度序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果,如下述公式所示。

$$[0035] \quad R_l(i) = R_{Y_l^2, I}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 |I^*((k-i)\%N)|。$$

[0036] 其中, $\{I(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列对应的低复杂度序列, I^* 是 I 的复共轭,%

表示模运算；在短期训练域频域序列的具有非零值的第 j 个子载波索引处，定义为 $I(j) = 1$ ，否则定义为 $I(j) = 0$ ，如下述公式所示。

$$[0037] \quad I(j) = \begin{cases} 1, & \text{如果 } j = D \cdot i, \text{ 而且 } i = 1, \dots, (N/D - 1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases}。$$

[0038] D 表示短期训练域频域序列所在子载波的间隔。

[0039] 结合第一方面，在一种实现方式中，所述步骤2中，当 $N_s = 1$ 时，互相关结果集合中存在一个序列 $\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}$ ，若序列 $\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值大于第一阈值 T_1 ，则短期训练域信号检测结果指示为1，判定检测到预期的短期训练域信号，如下述公式所示。

$$[0040] \quad \text{短期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{i \in N_{AR}} R_m(i) \geq T_1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}。$$

[0041] 所述第一阈值 T_1 根据第 m 个符号周期的频域序列 $\{Y_m(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整。

[0042] 序列 $\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值所在的位置如下述公式所示。

$$[0043] \quad \hat{f}_{int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_m(i)。$$

[0044] 粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$ ， Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。

[0045] 结合第一方面，在一种实现方式中，所述步骤2中，当 $N_s > 1$ 时，互相关结果集合中存在 N_s 个序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ ，依次将每一个序列的峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 与对应符号周期的第一阈值 $T_{l,1}$ 进行比较，第一次出现峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 大于第一阈值 $T_{l,1}$ 时，则判定检测到预期的短期训练域信号；所述第一阈值 $T_{l,1}$ 根据第 l 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整。

[0046] 记录每一次出现峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 大于第一阈值 $T_{l,1}$ 时，峰值所在的位置如下述公式所示。

$$[0047] \quad \hat{f}_{l,int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_l(i)。$$

[0048] 对所有记录的峰值所在的位置求平均，获得 \hat{f}_{int} ，粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$ ， Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。对所有记录的峰值所在的位置求平均，能够提高粗略频率偏移估计值的质量。

[0049] 结合第一方面，在一种实现方式中，所述步骤2中对互相关结果集合中 N_s 个序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 每个对应的 i 的互相关结果求平均，获得平均互相关结果序列 $\{R_{m,N_s}(i)\}_{i \in N_{AR}}$ ，如下述公式所示。

$$[0050] \quad R_{m,N_s}(i) = \frac{\sum_{l=m}^{m+N_s-1} R_l(i)}{N_s}。$$

[0051] 若序列 $\{R_{m,N_s}(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值大于第一阈值 T_1 ，则短期训练域信号检测结果指示为1，判定检测到预期的短期训练域信号，如下述公式所示。

$$[0052] \quad \text{短期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{i \in N_{AR}} R_{m,N_s}(i) \geq T_1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}。$$

[0053] 所述第一阈值 T_1 根据 N_s 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整。

[0054] 对平均互相关结果序列进行短期训练域信号检测,能够提升短期训练域信号检测的可靠度。

[0055] 序列 $\{R_{m,N_S}(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值所在的位置如下述公式所示。

$$[0056] \quad \hat{f}_{int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_{m,N_S}(i)。$$

[0057] 粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$, Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。

[0058] 结合第一方面,在一种实现方式中,记第 l 个符号周期的时域序列为 $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$,通过离散傅立叶变换转换成对应频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$, N 表示第 l 个符号周期的时域序列的样本个数;所述步骤4包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列与长期训练域频域序列的复共轭相乘,如下述公式所示。

$$[0059] \quad R_{Y_l, S_{LTF}}(k) = Y_l(k) S_{LTF}^*(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1。$$

[0060] 其中, $\{S_{LTF}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 为长期训练域频域序列, S_{LTF}^* 是 S_{LTF} 的复共轭。

[0061] 对上述乘法运算结果 $\{R_{Y_l, S_{LTF}}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行逆离散傅立叶逆变换运算,得到其对应的时域序列,如下述公式所示。

$$[0062] \quad \hat{r}_l(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} R_{Y_l, S_{LTF}}(k) e^{\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1。$$

[0063] 若序列 $\{|\hat{r}_l(n)|\}_{n=0}^{N-1}$ 的峰值大于第二阈值 T_{LTF} ,则长期训练域信号检测结果指示为1,判定检测到预期的长期训练域信号,如下述公式所示。

$$[0064] \quad \text{长期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{n \in \{0, 1, \dots, N-1\}} |\hat{r}_l(n)| > T_{LTF} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}。$$

[0065] 所述第二阈值 T_{LTF} 根据第 l 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整;

[0066] 序列 $\{|\hat{r}_l(n)|\}_{n=0}^{N-1}$ 的峰值所在的位置为长期训练域符号边界,如下述公式所示。

$$[0067] \quad \text{长期训练域符号边界} = \arg \max_{n \in \{0, 1, \dots, N-1\}} |\hat{r}_l(n)|。$$

[0068] 第二方面,公开了一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计装置,包括模数转换器、级联积分梳状滤波器、数字下变频器、抽取滤波器、第一FFT处理模块、SFT检测模块、粗频偏估计模块、细频偏估计模块、LTF检测模块、信道估计模块、去除CP模块、第二FFT处理模块和解调解码模块,所述模数转换器,用于接收OFDM信号,并转换为数字信号。

[0069] 所述级联积分梳状滤波器,用于对所述数字信号执行滤波和抽取,获得第一抽取信号。

[0070] 所述数字下变频器,用于将所述第一抽取信号结合粗频偏估计模块和细频偏估计模块发送的频率偏移估计值,转换为基带正交频分复用信号。

[0071] 所述抽取滤波器,用于对所述基带正交频分复用信号执行滤波和抽取,获得第二抽取信号。

[0072] 所述第一FFT处理模块,用于将第二抽取信号的初始信号转换为频域序列,对初始信号的频域序列和短期训练域频域序列分别进行预处理,对预处理序列进行循环移位互相关,获得互相关结果集合。

- [0073] 所述SFT检测模块,用于根据互相关结果集合,检测短期训练域信号。
- [0074] 所述粗频偏估计模块,用于当检测到短期训练域信号时,进行粗略频率偏移估计,获得粗略频率偏移估计值;将粗略频率偏移估计值发送至数字下变频器进行频偏补偿;频偏补偿后固定粗略频率偏移估计值。
- [0075] 所述细频偏估计模块,用于当所述粗略频率偏移估计值进行频偏补偿后,进行细频率偏移估计,获得细频率偏移估计值;将固定的粗略频率偏移估计值和细频率偏移估计值合并,获得合并频率偏移估计值;将合并频率偏移估计值发送至数字下变频器进行频偏补偿。
- [0076] 所述LTF检测模块,用于当检测到短期训练域信号后,检测长期训练域信号,获得帧边界。
- [0077] 所述信道估计模块,用于获得帧边界后,进行信道估计,获得信道冲激响应。
- [0078] 所述去除CP模块,用于根据帧边界对第二抽取信号去除CP,获得第一处理信号。
- [0079] 所述第二FFT处理模块,用于对第一处理信号进行FFT变换,获得第一处理信号的频域信号。
- [0080] 所述解调和解码模块,用于根据信道冲激响应,对第一处理信号的频域信号进行解调和解码,获得最终信号。
- [0081] 有益效果:本发明提出的正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法包括简单的信号检测机制以及鲁棒且低复杂度的粗略频偏估计机制,它们从极低电平到高电平信噪比环境都表现良好。在此类或类似的接收器中,它们提供了一个初始但重要的步骤,即使接收信号中的载波频率有相当大的偏移,也能准确估计并自适应地补偿,具有相当良好的鲁棒特性。实际应用于智能计量公用事业网络时,能有效降低硬件实现成本及运维成本。

附图说明

- [0082] 下面结合附图和具体实施方式对本发明做更进一步的具体说明,本发明的上述和/或其他方面的优点将会变得更加清楚。
- [0083] 图1为循环前缀和正交频分复用符号结构示意图。
- [0084] 图2为多径信道中正交频分复用符号产生重叠示意图。
- [0085] 图3为智能计量公用事业网络-正交频分复用的短期训练域结构示意图。
- [0086] 图4为智能计量公用事业网络-正交频分复用的长期训练域结构示意图。
- [0087] 图5为本申请实施例提供的正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计装置的结构示意图。
- [0088] 图6为本申请实施例提供的正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法的流程示意图。

具体实施方式

- [0089] 下面将结合附图,对本发明的实施例进行描述。
- [0090] 正交频分复用调制,通常编码后的数据通过映像方案映像到符号,例如相移键控(Phase shift keying, PSK)或正交幅度调制(Quadrature amplitude modulation, QAM),这些映射符号被分组并分布在有限数量的子载波上,建立一个正交频分复用符号。在

正交频分复用发射机中,每个正交频分复用符号都通过逆离散傅立叶变换 (Inverse Discrete Fourier-Transform, IDFT) 从频域转换为时域。

[0091] 以数学形式表示,给定 N 个频域样本序列 $\{Y(k)\}_{k=0}^{N-1}$,其对应的时域样本序列 $\{y(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 可以使用逆离散傅立叶变换从 $\{Y(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 计算得到,如公式1所示;其中,索引为0到 $(N/2) - 1$ 的 k 值对应于频域编号为0到 $(N/2) - 1$ 的子载波,从 $(N/2)$ 到 $(N-1)$ 的索引 k 值则分别对应于频域编号为 $-(N/2)$ 到 -1 的子载波。

$$[0092] \quad y(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} Y(k) e^{j2\pi nk/N}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1).$$

[0093] 反过来,给定 N 个时域样本 $\{y(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 的序列,这 N 个样本经过离散傅立叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 后可以恢复恢复 $\{Y(k)\}_{k=0}^{N-1}$,如公式2所示。

$$[0094] \quad Y(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2).$$

[0095] 为了处理无线信道的延迟扩展,通常每个正交频分复用符号会预先附加一个循环前缀,此循环前缀是由该正交频分复用符号的最后部分复制而来,如图1和图2所示。此外,前导码和导频可以添加到正交频分复用符号帧中以帮助接收器中的同步过程。

[0096] 循环前缀的目的是对抗符号间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI) 和符号内干扰。循环前缀是由时域正交频分复用符号波形的副本组成的保护时间。基本作法是将正交频分复用信号后面的部分复制到前面来创建保护期,如图1所示。

[0097] 循环前缀持续时间 T_{cp} 长短的选择,是使其比多径信道引起的最大延迟扩展 τ_{max} 长。同时,接收端对正交频分复用符号采样的起点则必须在区间 (τ_{max}, T_{cp}) 中的某处,如图2所示。根据 IEEE802.15.4/4g 标准,采用的循环前缀长度为正交频分复用符号时域长度的 $1/4$,具体请参见参考文献1~2。

[0098] 通常,在无线通信系统中,接收器性能会因多种时间和频率损伤而降低,例如发射器和接收器的本地晶振之间的失配、发射器和接收器之间的未知传播延迟以及多普勒频移影响。这些损伤导致的后果是接收信号中的同步错误,包括载波频率偏移 (Carrier Frequency Offset, CFO) 和符号定时偏移 (Symbol Timing Offset, STO),也称为符号边界错误。由于子载波之间需要正交性,正交频分复用通信系统比传统的单载波通信系统对这些错误更敏感。然而,由于正交频分复用的一些优点,例如信道均衡的复杂度降低,正交频分复用调制技术仍然是高数据速率应用的良好解决方案,并已被许多标准采用,例如 IEEE 802.11 (用于无线局域网)、IEEE 802.16d (用于城域网) 和 IEEE802.15.4 (参考文献1~2)。

[0099] 符号定时偏移有三个主要原因:第一,正交频分复用接收器的随机初始化,使得正交频分复用符号在接收器中的采样时间点偏移理想的位置;第二种是由于算法问题或由于多径信道引起的脉冲响应扩展导致的正交频分复用符号边界估计错误;最后,第三个是由于晶振频率偏差引起的时钟误差导致的理想采样点的漂移。符号定时偏移的一个直接后果是符号边界错误,以至于前一个符号的一部分和下一个符号的一部分被认定为属于当前符

号,并加以解调,在这种情况下,会发生符号间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI),具体请参见参考文献9。

[0100] 载波频率偏移则是由运动引起的多普勒频移以及发射器和接收器晶振之间的失配 (即晶振频率差异) 引起的。它通常被归一化为子载波间隔、并分为两个部分:分数载波频率偏移 (Fractional Carrier Frequency Offset, FCO) f_{fcc} , 对应于信号频谱中小于子载波间隔 Δf 的频率偏移; 以及整数载波频率偏移 (Integer Carrier Frequency Offset, ICF0) f_{int} , 对应于子载波间隔整数倍的频率偏移。分数载波频率偏移会降低信号幅度并引入子载波间的相互干扰 (Inter-Carrier Interference, ICI), 而整数载波频率偏移会导致子载波索引的循环移位, 具体请参见参考文献7。

[0101] 正交频分复用系统的同步, 包含频率同步和符号定时同步, 已在文献, 例如参考文献4~10中得到广泛研究和广泛讨论。一般来说, 对于系统同步, 突发传输模式比连续模式传输要求更高。为了正确恢复传输的数据, 正交频分复用通信系统接收端必须实现特殊的信号处理, 这些信号处理一般依赖于发射端添加额外的数据, 如循环前缀、稀疏导频和前导信号等, 发射端添加的额外数据可以由一个或多个正交频分复用符号组成。文献中的一些工作探讨了正交频分复用同步问题并提出了解决方案。其中一些工作尝试提出系统同步 (包含频率同步和定时同步) 的完整方案, 而另一些工作则专注于解决特定问题, 如载波频率偏移的侦测与补偿, 或是专注于符号定时错误修正。

[0102] 如果信号接收初始阶段的频率和符号定时获取, 在大范围信噪比 (SIGNAL-NOISE RATIO, SNR) 范围, 例如低于 0 dB 电平到极高 dB 电平以上, 都需要达到接收器所需的定时和频率同步精度, 则前导和训练符号时间周期应该更长, 如 IEEE 802.15.4/4g标准中关于智能计量公用事业网络 (Smart metering Utility Network, SUN) - 正交频分复用的规范, 就采用了数个训练用的正交频分复用前导符号, 具体请参见参考文献1~2。此外, 为了使其对发射机和接收器之间的大频率偏移初始同步具有鲁棒性, 经过特殊设计的前导码, 在每一个完整的正交频分复用符号内, 有数个特定长度且重复的数据部分。

[0103] IEEE802.15.4/4g 标准中定义的智能计量公用事业网络-正交频分复用 (SUN-OFDM) 的突发模式正交频分复用信号由同步报头 (Synchronization header, SHR)、物理层报头 (Physical header, PHR) 和物理层业务数据单元 (Packet Service Data Unit, PSDU) 组成, 如表1所示, 其中同步报头由短期训练域 (Short Training Field, STF) 符号和长期训练域 (Long Training Field, LTF) 符号组成, 用于数据包前导码的获取, 粗略和精细之频率同步和符号定时同步, 以及信道估计。

[0104] 表1智能计量公用事业网络-正交频分复用的物理层协议数据单元帧结构。

[0105]

同步报头SHR		物理层报头PHR	物理层业务数据单元PSDU
短期训练域 (STF)符号	长期训练域 (LTF)符号		物理层载荷PHY Payload

[0106] 短期训练域是物理层协议数据单元 (PHY protocol data unit, PPDU) 的第一个字段, 如表1所示, 用于检测帧的开始。在IEEE 802.15.4/4g标准中, 它由四个表描述, 具体请参见参考文献1~2, 这些表设置了所有操作模式的频域配置, 即, 每个表确定了在短期训练域正交频分复用符号传输期间, 在各自相应的操作模式上, 必须激活哪些子载波, 使之处于非零值的活动状态。对于选项1和2, 有12个子载波具有非零贡献, 而对于选项3和4, 活动

子载波的数量为6。

[0107] 相应地,不同选项- o ($o = 1, 2, 3, 4$) 的短期训练域时域符号生成如下。

[0108] $\text{STF_time}(\text{选项-}o) = \text{逆离散傅立叶变换}(\text{STF_freq}(\text{选项-}o))$

[0109] 即短期训练域时域信号是从短期训练域频域的二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)信号通过逆离散傅立叶变换生成,然后将循环前缀附加到正交频分复用符号之前。

[0110] 此外,根据IEEE802.15.4/4g标准,短期训练域(STF)部分有四个正交频分复用符号,第四个正交频分复用符号的最后1/2在时域中被取反向。对于所有选项,循环前缀时间长度是正交频分复用符号的1/4,具体请参见参考文献1~2。

[0111] 应该注意是,选项1中,短期训练域之频域配置、非零二进制相移键控信号的间隔为8个子载波。因此,短期训练域之时域信号满足公式3和公式4。

[0112] $x(n-q) = x(n-q-N_D) = x(n-q-2N_D) = \dots = x(n-q-35N_D), q = 0, 1, \dots, N_D - 1$ (3)。

[0113] $x(n-q) = -x(n+q) = -x(n+q+N_D) = -x(n+q+2N_D) = -x(n+q+3N_D), q = 0, 1, \dots, N_D - 1$ (4)。

[0114] 其中, n 为短期训练域最后一个非反向重复数据中的样本索引, $N_D = N/8$, N 为离散傅立叶变换的大小。

[0115] 其他选项2~4中的短期训练域结构也有类似的重复数据,如图3所示。图3中的每个S代表智能计量公用事业网络-正交频分复用(SUN-OFDM)选项1、选项2、3和选项4中,相应不同时间域长度的重复数据。

[0116] 更具体地说,让 N 表示子载波的数量; N_{CP} 表示循环前缀长度,即样本数, D 表示短期训练域正交频分复用符号之训练子载波在频域分开的间隔,则选项1~4中参数设置如下所示。

[0117] 选项1: $N = 128; N_{CP} = 32; D = 8$ 。

[0118] 选项2: $N = 64; N_{CP} = 16; D = 4$ 。

[0119] 选项3: $N = 32; N_{CP} = 8; D = 4$ 。

[0120] 选项4: $N = 16; N_{CP} = 4; D = 2$ 。

[0121] 因此,在选项1中,短期训练域有36组重复的数据,后面跟着第4个正交频分复用符号的最后1/2(含有4组重复的数据),在时域取反;而对于选项2和3,短期训练域有18组重复的数据,然后是第四个正交频分复用符号的最后的短字节1/2(含有2组重复的数据),在时域中取反。对于选项4,短期训练域有9组重复的数据,后跟第四个正交频分复用符号的最后1/2(含有1组数据),在时域中取反。

[0122] 如表1所示,长期训练域则是物理层协议数据单元的第二个字段,在现有技术中可在接收器中用于估计整数载波频率偏移和信道响应。在标准中,它由四个表描述,具体请参见参考文献1~2,这些表设置了所有操作模式的频域配置,就像对短期训练域所做的那样。然而,与短期训练域不同的是,除了直流子载波(DC tone)和保护子载波(guard tones)外,几乎所有的子载波都处激活状态,即,处于非零值的活动状态。对于选项1到4,活动子载波的数量分别为104、52、26和14。

[0123] 相应地,不同选项- o ($o = 1, 2, 3, 4$) 的长期训练域时域符号生成如下。

[0124] 长期训练域时域(选项- o) = 逆离散傅立叶变换(频域(选项- o))。

[0125] 并将一个1/2符号长度的循环前缀附加到两个连续的基础符号前端,如图4所示,其中, T_{DFP} 为基础符号的时间周期。因此,长期训练域是由2.5个重复信号部分组成:1个1/2符号长度的循环前缀,及2个基础符号。与短期训练域信号生成类似,长期训练域之时域信号,是根据长期训练域之频域二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)参数配置,透过逆离散傅立叶变换生成。有关更多详细信息,请参阅参考文献1~2。

[0126] 在通信应用中,包含短、长期训练时域符号序列(STF、LTF)的物理层数据单元帧结构封包,在具有频率偏移且被高斯噪声破坏的信道上传输。如果将无线信道建模为离散准静态多径瑞利(Rayleigh)衰减有限脉冲响应(Finite Impulse Response, FIR),其中最大延迟对应于最大信道抽头数 L ,被白复合高斯噪声 $w(n) \sim N(0, \sigma^2)$ 破坏的接收信号可以表示为公式5。

$$[0127] \quad y(n) = \frac{e^{j2\pi f_{err}(n-\tau)/N + \theta_0}}{\sqrt{N}} \sum_{q=0}^{L-1} h(q)x(n-\tau-q) + w(n) \quad (5)。$$

[0128] 其中, $\{h(q)\}_{q=0}^{L-1}$ 表示有 L 个抽头的有限脉冲响应离散形式的信道模型。

[0129] f_{err} 表示发射器和接收器之间的相对频率偏移,即实际频率偏移归一化为子载波频率间隔 Δf 。

[0130] τ 表示信号传播延迟以及发射器和接收器之间的符号时间偏移引起的时序偏移。

[0131] θ_0 表示接收信号的初始相位。

[0132] 归一化之后的载波频率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)可以分为两个分量,如公式6所示。

$$[0133] \quad f_{err} = f_{int} + f_{frc} \quad (6)。$$

[0134] 其中, f_{int} 表示整数频偏部分, f_{frc} 表示分数频偏部分。

[0135] 接收到 N 个连续信号时域样本 $\{y(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 后,其相应信号频域可以使用离散傅立叶变换计算,如公式2所示。

[0136] 将正交频分复用符号的时间周期列入考虑,如公式7所示。

$$[0137] \quad Y_l(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_l(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)。$$

[0138] 其中, N 表示一个正交频分复用符号周期及快速傅立叶变换的大小, l 表示第 l 个符号周期。

[0139] 第 l 个符号周期内的第 n 个接收信号样本,如公式8所示。

$$[0140] \quad y_l(n) = \frac{e^{j2\pi f_{err}(n-\tau)/N + \theta_0}}{\sqrt{N}} \sum_{q=0}^{L-1} h(q)x_l(n-\tau-q) + w_l(n) \quad (8)。$$

[0141] 为了正确恢复传输的数据,正交频分复用接收器必须实现特殊的信号处理,本申请实施例提出了一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法及装置,所述方法可以应用于符合智能计量公用事业网络-正交频分复用(SUN-OFDM)的突发封包传送模式或类似的通信系统中,并且,它们从极低的信噪比电平到高信噪比环境都表现良好。在此类或类似的

接收器中,它们提供了一个初始但重要的步骤,以帮助实现快速且稳健的频率同步。

[0142] 如图6所示,本申请第一实施例公开一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法,包括如下步骤:步骤1,在正交频分复用信号的初始接收阶段,将初始信号中 N_s 个符号周期的频域序列和短期训练域频域序列分别进行预处理,获得 N_s 个符号周期的频域预处理序列和短期训练域频域预处理序列;将 N_s 个符号周期的频域预处理序列分别和短期训练域频域预处理序列进行循环移位互相关,获得互相关结果集合:

$$\{\{R_m(i)\}_{i \in N_{AR}}, \dots, \{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}, \dots, \{R_{m+N_s-1}(i)\}_{i \in N_{AR}}\}.$$

[0143] 其中, l 表示初始信号的第 l 个符号周期, $m \leq l \leq m + N_s - 1$, m 表示从初始信号的第 m 个符号周期开始与短期训练域频域预处理序列进行循环移位互相关, N_s 不超过初始信号中符号总数; $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 表示第 l 个符号周期的互相关结果序列, l 不超过初始信号中符号总数, i 表示循环移位的位数; N_{AR} 表示循环移位的位数范围,根据预定的频偏采集范围 F_{AR} 设置。在智能计量公用事业网络-正交频分复用(SUN-OFDM)的IEEE802.15.4/4g中,根据短期训练域正交频分复用符号之训练子载波在频域分开的间隔 D ,频偏采集范围 F_{AR} 的上下限可以分别设置为 $(D/2)$ 和 $-(D/2)$,以选项1为例,频偏采集范围 F_{AR} 可以定义为 $F_{AR} \triangleq \{-4, -3, \dots, 4\}$,其对应的最大实际频率采集或搜寻范围为 $[-4 \Delta f, 4 \Delta f]$,其中 Δf 是相邻子载波之频率间隔。如有必要时,可以将 F_{AR} 限制在较小的范围内,以减少频率搜寻时间和数值运算次数。根据第 l 符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 中,索引为0到 $(N/2) - 1$ 的 k 值对应于频域编号为0到 $(N/2) - 1$ 的子载波,从 $(N/2)$ 到 $(N-1)$ 的索引 k 值则分别对应于频域编号为 $-(N/2)$ 到 -1 的子载波,则选项1对应的 N_{AR} 设置为 $\{0, 1, 2, 3, 4, 124, 125, 126, 127\}$ 。其他选项采用类似的设置方法。

[0144] 步骤2,根据所述互相关结果集合,检测短期训练域信号;当检测到短期训练域信号时,进行粗略频率偏移估计,获得粗略频率偏移估计值;根据所述粗略频率偏移估计值进行频偏补偿;当未检测到短期训练域信号时,则使 m 的取值加1,重复执行步骤1。

[0145] 步骤3,固定粗略频率偏移估计值,进行细频率偏移估计,获得细频率偏移估计值,将固定的粗略频率偏移估计值和细频率偏移估计值合并,获得合并频率偏移估计值,根据所述合并频率偏移估计值进行频偏补偿。

[0146] 步骤4,检测长期训练域信号,获得帧边界。

[0147] 步骤5,信道估计,完成正交频分复用信号接收的初始化过程。

[0148] 本实施例中,在任何频偏补偿之前和符号边界正确对齐之前的初始信号接收阶段,将接收到的 N 个样本大小的第 l 个信号序列段标记为 $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$,并通过离散傅立叶变换公式7将其转换成对应的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 。

[0149] 所述步骤1可以通过如下几种方式实现,包括但不限于:在第一种实现方式中,将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的绝对值和短期训练域频域序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果,如公式9所示。

$$[0150] \quad R_l(i) = R_{Y_l, S_{STF}}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| |S_{STF}^*(k - i \% N)| \quad (9).$$

[0151] 其中, $\{S_{STF}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示IEEE802.15.4/4g标准中定义的短期训练域之频域序列,

具体请参见参考文献1~2; S_{STF}^* 则是 S_{STF} 的复共轭; % 表示模运算。

[0152] 公式9可以等效为公式10。

$$[0153] \quad R_l(i) = R_{Y_l, S_{STF}}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l((k-i)\%N)| |S_{STF}^*(k)| \quad (10)。$$

[0154] 步骤1在第二种实现方式中包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的绝对值和短期训练域频域序列对应的低复杂度序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果,如公式11所示。

$$[0155] \quad R_l(i) = R_{Y_l, I}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| \cdot |I^*((k-i)\%N)| \quad (11)。$$

[0156] 其中, $\{I(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 表示短期训练域频域序列对应的低复杂度序列, I^* 是 I 的复共轭, % 表示模运算;在短期训练域频域序列的具有非零值的第 j 个子载波索引处,定义为 $I(j) = 1$, 否则定义为 $I(j) = 0$, 即如下公式所示。

$$[0157] \quad I(j) = \begin{cases} 1, & \text{如果 } j = D \cdot i, \text{ 而且 } i = 1, \dots, (N/D - 1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases}。$$

[0158] N 表示子载波的数量,与第 l 个符号周期的时域序列的样本个数一致; D 表示短期训练域频域序列所在子载波的间隔。

[0159] 公式11可以等效为公式12。

$$[0160] \quad R_l(i) = R_{Y_l, I}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l((k-i)\%N)| \cdot |I^*(k)| \quad (12)。$$

[0161] 步骤1在第三种实现方式中包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的平方绝对值和短期训练域频域序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果,如公式13所示。

$$[0162] \quad R_l(i) = R_{Y_l^2, S_{STF}}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 |S_{STF}^*((k-i)\%N)| \quad (13)。$$

[0163] 公式13可以等效为公式14。

$$[0164] \quad R_l(i) = R_{Y_l^2, S_{STF}}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l((k-i)\%N)|^2 |S_{STF}^*(k)| \quad (14)。$$

[0165] 步骤1在第四种实现方式中包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列的平方绝对值和短期训练域频域序列对应的低复杂度序列的绝对值进行循环移位互相关,获得互相关结果,如公式15所示。

$$[0166] \quad R_l(i) = R_{Y_l^2, I}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 |I^*((k-i)\%N)| \quad (15)。$$

[0167] 公式15可以等效为公式16。

$$[0168] \quad R_l(i) = R_{Y_l^2, I}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l((k-i)\%N)|^2 |I^*(k)| \quad (16)。$$

[0169] 本实施例中,所述步骤2可以通过如下几种方式实现,包括但不限于:在第一种实现方式中,当 $N_S = 1$ 时,互相关结果集合中存在一个序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$, $l = m$,若序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值大于第一阈值 T_1 ,则短期训练域信号检测结果指示为1,判定检测到预期的短期训练域信号,如公式17所示。

$$[0170] \quad \text{短期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{i \in N_{AR}} R_{m, N_S}(i) \geq T_1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (17)。$$

[0171] 所述第一阈值 T_1 可以设置常数,也可以根据第 l 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整。

[0172] 当步骤1选用第一种实现方式时,第一阈值 T_1 可以进行如公式18的设置。

$$[0173] \quad T_1 = T_{Y_l, STF} = \frac{K_{STF} \cdot A_{STF}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| \quad (18)。$$

[0174] 其中, A_{STF} 是短期训练域信号于频域序列的子载波振幅,而 K_{STF} 是预定的缩放常数,设置方法包括但不限于根据使用场景先设置一些取值,然后仿真找出最佳第一阈值 T_1 ,其对应的取值即可设置为缩放常数 K_{STF} 。

[0175] 当步骤1选用第二种实现方式时,第一阈值 T_1 可以进行如公式19的设置。

$$[0176] \quad T_1 = T_{Y_l, I} = \frac{K_{STF}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| \quad (19)。$$

[0177] 当步骤1选用第三种实现方式时,第一阈值 T_1 可以进行如公式20的设置。

$$[0178] \quad T_1 = T_{Y_l^2, STF} = \frac{K_{STF} \cdot A_{STF}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 \quad (20)。$$

[0179] 当步骤1选用第四种实现方式时,第一阈值 T_1 可以进行如公式21的设置。

$$[0180] \quad T_1 = T_{Y_l^2, I} = \frac{K_{STF}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 \quad (21)。$$

[0181] 序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值所在的位置表示为公式22。

$$[0182] \quad \hat{f}_{int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_l(i) \quad (22)。$$

[0183] 粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$, Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。

[0184] 在步骤2的第二种实现方式中,当 $N_S > 1$ 时,互相关结果集合中存在 N_S 个序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$,依次将每一个序列的峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 与对应符号周期的第一阈值 $T_{l,1}$ 进行比较,第一次出现峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 大于第一阈值 $T_{l,1}$ 时,则判定检测到预期的短期训练域信号;所

述第一阈值 $T_{l,1}$ 根据第 l 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整,具体请参见步骤2的第一种实现方式中 T_1 的设置。

[0185] 记录每一次出现峰值 $\max_{i \in N_{AR}} R_l(i)$ 大于第一阈值 $T_{l,1}$ 时,峰值所在的位置如公式23所示。

$$[0186] \quad \hat{f}_{l,int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_l(i) \quad (23)。$$

[0187] 对所有记录的峰值所在的位置求平均,获得 \hat{f}_{int} ,粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$, Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。

[0188] 在步骤2的第三种实现方式中,所述步骤2中对互相关结果集合中 N_S 个序列 $\{R_l(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 每个对应的 i 的互相关结果求平均,获得平均互相关结果序列 $\{R_{m,N_S}(i)\}_{i \in N_{AR}}$,如公式24所示。

$$[0189] \quad R_{m,N_S}(i) = \frac{\sum_{l=m}^{m+N_S-1} R_l(i)}{N_S} \quad (24)。$$

[0190] 若序列 $\{R_{m,N_S}(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值大于第一阈值 T_1 ,则短期训练域信号检测结果指示为1,判定检测到预期的短期训练域信号,如公式25所示。

$$[0191] \quad \text{短期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{i \in N_{AR}} R_{m,N_S}(i) \geq T_1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (25)。$$

[0192] 所述第一阈值 T_1 可以设置常数,也可以根据 N_S 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整。

[0193] 当步骤1选用第一种实现方式时,第一阈值 T_1 可以进行如公式26的设置。

$$[0194] \quad T_1 = T_{Y_l,STF} = \frac{K_{STF} \cdot A_{STF}}{N \cdot N_S} \sum_{l=m}^{m+N_S-1} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| \quad (26)。$$

[0195] 其中, A_{STF} 是短期训练域信号于频域序列的子载波振幅,而 K_{STF} 是预定的缩放常数,设置方法包括但不限于根据使用场景先设置一些取值,然后仿真找出最佳第一阈值 T_1 ,其对应的取值即可设置为缩放常数 K_{STF} 。

[0196] 当步骤1选用第二种实现方式时,第一阈值 T_1 可以进行如公式27的设置。

$$[0197] \quad T_1 = T_{Y_l,l} = \frac{K_{STF}}{N \cdot N_S} \sum_{l=m}^{m+N_S-1} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| \quad (27)。$$

[0198] 当步骤1选用第三种实现方式时,第一阈值 T_1 可以进行如公式28的设置。

$$[0199] \quad T_1 = T_{Y_l^2,STF} = \frac{K_{STF} \cdot A_{STF}}{N \cdot N_S} \sum_{l=m}^{m+N_S-1} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 \quad (28)。$$

[0200] 当步骤1选用第四种实现方式时,第一阈值 T_1 可以进行如公式29的设置。

$$[0201] \quad T_1 = T_{Y_l^2,l} = \frac{K_{STF}}{N \cdot N_S} \sum_{l=m}^{m+N_S-1} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)|^2 \quad (29)。$$

[0202] 序列 $\{R_{m,N_S}(i)\}_{i \in N_{AR}}$ 的峰值所在的位置如公式30所示。

$$[0203] \quad \hat{f}_{int} = \arg \max_{i \in N_{AR}} R_{m, N_S}(i) \quad (30)。$$

[0204] 粗略频率偏移估计值为 $\hat{f}_{int} \cdot \Delta f$, Δf 表示短期训练域频域序列所在子载波之间的频率间隔。

[0205] 本实施例中,所述步骤4包括:将初始信号中第 l 个符号周期的频域序列与长期训练域频域序列的复共轭相乘,如公式31所示。

$$[0206] \quad R_{Y_l, S_{LTF}}(k) = Y_l(k) S_{LTF}^*(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (31)。$$

[0207] 其中, $\{S_{LTF}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 为长期训练域频域序列, S_{LTF}^* 是 S_{LTF} 的复共轭。

[0208] 对上述乘法运算结果 $\{R_{Y_l, S_{LTF}}(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行逆离散傅立叶逆变换运算,得到其对应的时域序列,如公式32所示。

$$[0209] \quad \hat{r}_l(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} R_{Y_l, S_{LTF}}(k) e^{\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (32)。$$

[0210] 若序列 $\{|\hat{r}_l(n)|\}_{n=0}^{N-1}$ 的峰值大于第二阈值 T_{LTF} ,则长期训练域信号检测结果指示为1,判定检测到预期的长期训练域信号,如公式33所示。

$$[0211] \quad \text{长期训练域信号检测结果指示} = \begin{cases} 1, & \max_{n \in \{0, 1, \dots, N-1\}} |\hat{r}_l(n)| > T_{LTF} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (33)。$$

[0212] 所述第二阈值 T_{LTF} 可以设置为常数,也可以根据第 l 个符号周期的频域序列 $\{Y_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ 进行自适应调整,如公式34所示。

$$[0213] \quad T_{LTF} = \frac{K_{LTF}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_l(k)| \quad (34)。$$

[0214] 其中, K_{LTF} 是预定的缩放常数,设置方法包括但不限于根据使用场景先设置一些取值,然后仿真找出第二阈值 T_{LTF} ,其对应的取值即可设置为缩放常数 K_{LTF} 。

[0215] 序列 $\{|\hat{r}_l(n)|\}_{n=0}^{N-1}$ 的峰值所在的位置为长期训练域符号边界,如公式35所示。

$$[0216] \quad \text{长期训练域符号边界} = \arg \max_{n \in \{0, 1, \dots, N-1\}} |\hat{r}_l(n)| \quad (35)。$$

[0217] 本实施例中,所述步骤3进行细频率偏移估计以及步骤5的信道估计均采用本领域技术人员公知的现有技术计算得到。

[0218] 如图5所示,本申请第二实施例公开一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计装置,包括模数转换器、级联积分梳状滤波器、数字下变频器、抽取滤波器、第一FFT(fast Fourier transform,快速傅立叶变换)处理模块、SFT检测模块、粗频偏估计模块、细频偏估计模块、LTF检测模块、信道估计模块、去除CP模块、第二FFT处理模块和解调和解码模块,所述模数转换器,用于接收OFDM信号,并转换为数字信号。

[0219] 所述级联积分梳状滤波器,用于对所述数字信号执行滤波和抽取,获得第一抽取信号。

[0220] 所述数字下变频器,用于将所述第一抽取信号结合粗频偏估计模块和细频偏估计模块发送的频率偏移估计值,转换为基带正交频分复用信号。

[0221] 所述抽取滤波器,用于对所述基带正交频分复用信号执行滤波和抽取,获得第二

抽取信号。

[0222] 所述第一FFT处理模块,用于将第二抽取信号的初始信号转换为频域序列,对初始信号的频域序列和短期训练域频域序列分别进行预处理,对预处理序列进行循环移位互相关,获得互相关结果集合。

[0223] 所述SFT检测模块,用于根据互相关结果集合,检测短期训练域信号。

[0224] 所述粗频偏估计模块,用于当检测到短期训练域信号时,进行粗略频率偏移估计,获得粗略频率偏移估计值;将粗略频率偏移估计值发送至数字下变频器进行频偏补偿;频偏补偿后固定粗略频率偏移估计值。

[0225] 所述细频偏估计模块,用于当所述粗略频率偏移估计值进行频偏补偿后,进行细频率偏移估计,获得细频率偏移估计值;将固定的粗略频率偏移估计值和细频率偏移估计值合并,获得合并频率偏移估计值;将合并频率偏移估计值发送至数字下变频器进行频偏补偿。

[0226] 所述LTF检测模块,用于当检测到短期训练域信号后,检测长期训练域信号,获得帧边界。

[0227] 所述信道估计模块,用于获得帧边界后,进行信道估计,获得信道冲激响应。

[0228] 所述去除CP模块,用于根据帧边界对第二抽取信号去除CP,获得第一处理信号。

[0229] 所述第二FFT处理模块,用于对第一处理信号进行FFT变换,获得第一处理信号的频域信号。

[0230] 所述解调和解码模块,用于根据信道冲激响应,对第一处理信号的频域信号进行解调和解码,获得最终信号;所述最终信号包括表1中的物理层报头和物理层业务数据单元。

[0231] 本发明提供了一种正交频分复用通信的鲁棒频率偏移估计方法及装置,具体实现该技术方案的方法和途径很多,以上所述仅是本发明的具体实施方式,应当指出,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以做出若干改进和润饰,这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。本实施例中未明确的各组成部分均可用现有技术加以实现。

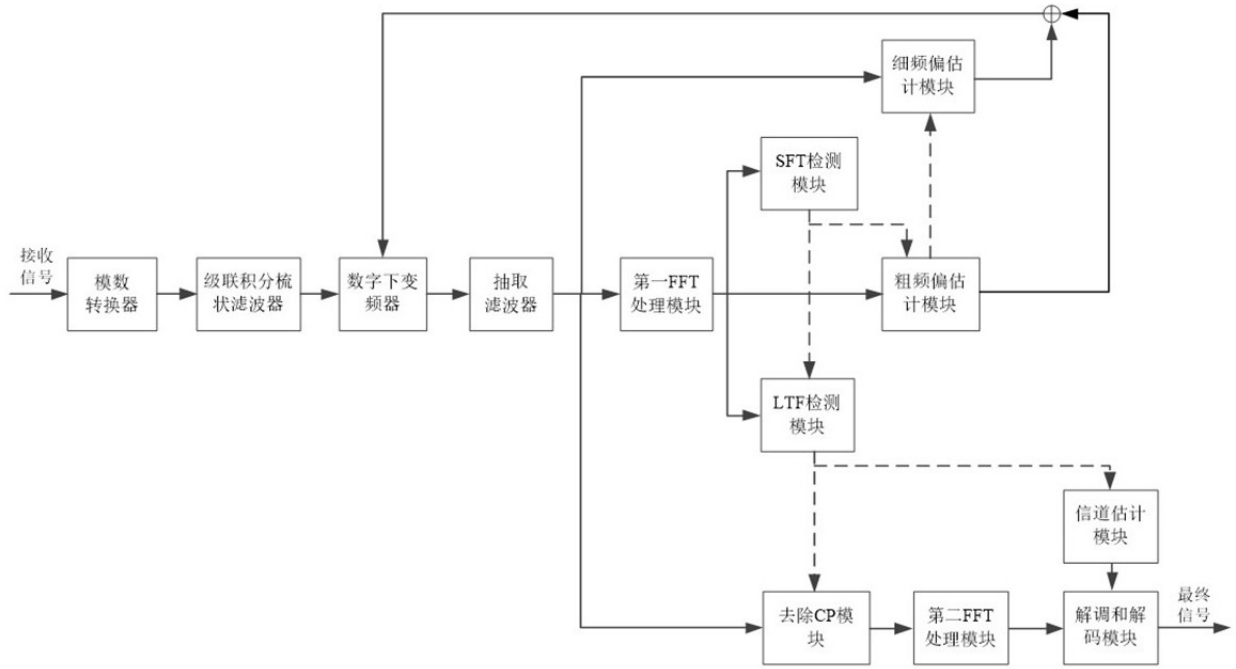


图5

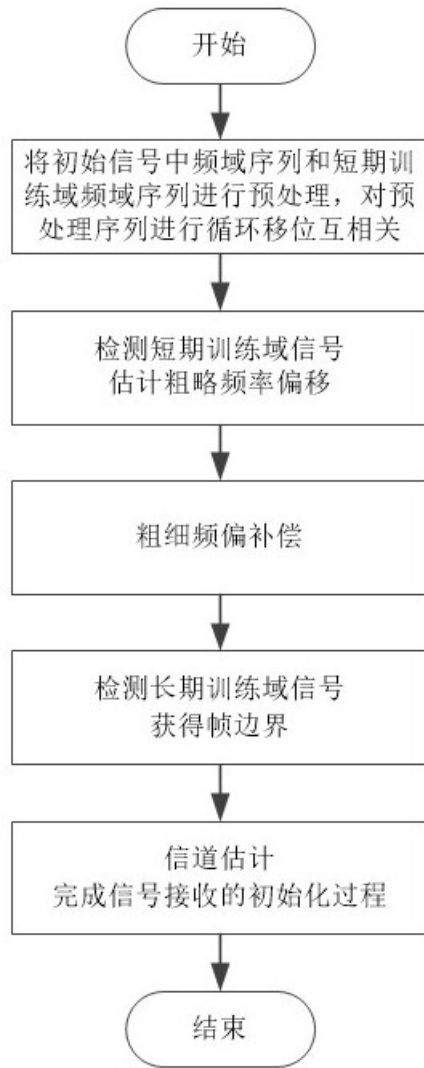


图6